

特開平10-173563

(43) 公開日 平成10年(1998) 6月26日

(51) Int. Cl.⁶ 識別記号

H 0 4 B 1/18
H 0 3 J 7/18
H 0 4 N 5/44
7/16

F I

H 0 4 B 1/18
H 0 3 J 7/18
H 0 4 N 5/44
7/16

D

K

A

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 5 頁)

(21) 出願番号 特願平8-335244

(22) 出願日 平成 8 年(1996) 12月16日

(71) 出願人 000005049

シャープ株式会社

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号

(72) 発明者 松浦 修二

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シ

ャープ株式会社内

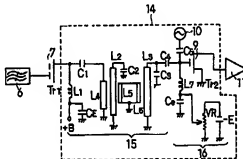
(74) 代理人 弁理士 佐野 静夫

(54) 【発明の名称】 U/Dチューナ

(57) 【要約】

【課題】 U/Dチューナにおける第2 IFバンドパスフィルタのフィルタ特性を簡単確実に調整できるようにする。

【解決手段】 受信した入力信号を第1中間周波数の信号に変換する第1周波数変換手段4、5と、第1中間周波のバンドパスフィルタ8を備えた第1中間周波増幅回路7、8と、上記バンドパスフィルタ8の出力信号を第2中間周波数の信号に変換するミキサ9と、局部発振器10より成る第2周波数変換手段を設けたダブルコンバージョン方式のU/Dチューナにおいて、上記バンドパスフィルタ8を平面分布定数型のマイクロストリップラインL2、L3、L4、L5とコンデンサC2、C3より成る共振回路で構成し、上記ミキサ9をシングルゲートFETで構成し、このミキサ9の入力ゲートバイアスを可変調整するバイアス可変回路E、VR、L7を設けた構成にする。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 受信した高周波信号を第1中間周波信号に変換する第1局部発振器と第1ミキサより成る第1周波数変換手段と、上記第1中間周波信号を増幅する第1中間周波増幅手段と、該第1中間周波増幅手段より導出する第1中間周波信号を第2中間周波信号に変換する第2局部発振器と第2ミキサより成る第2周波数変換手段と、上記第2中間周波信号を増幅する第2中間周波増幅手段とを設けたダブルコンバージョン方式のU/Dチューナにおいて、上記第1中間周波増幅手段に平面分布定数型のマイクロストリップラインで構成したインダクタンスとコンデンサより成る同調回路を有するバンドパスフィルタ手段を設け、上記第2ミキサの入力インピーダンスを可変調整する入力インピーダンス調整手段を設け、上記入力インピーダンスの可変で、上記バンドパスフィルタ手段のフィルタ特性を調整するようにしたことを特徴とするU/Dチューナ。

【請求項2】 上記第2ミキサをシングルゲート型FETで構成したことを特徴とする請求項1記載のU/Dチューナ。

【請求項3】 上記インピーダンス調整手段は、上記シングルゲート型FETのゲートバイアスを調整するゲートバイアス調整手段であることを特徴とする請求項2記載のU/Dチューナ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、ケーブルテレビ（以下「CATV」という）の受信端末（セッティングボックス）で多チャンネルのテレビ信号等の受信を行わせるU/D（アップ/ダウン）チューナに関するものである。

【0002】

【従来の技術】 近年CATVはアナログ信号からデジタル化の方向へと種々実用化試験が行われており、多チャンネル化に拍車をかけている。従来受信帯域は550MHzまでであったものがデジタルチャンネルが加わり、750MHz、860MHzへと広帯域になりつつある。U/Dチューナは上記のような多チャンネルの信号を受信するのに最適なチューナであり、CATVの分野では一般的に広く使用されている。尚、U/Dチューナは信号を、いったん高い周波数へコンバートし、それから低い周波数にコンバートするダブルコンバージョン方式のものである。

【0003】 図1は、U/Dチューナの構成図である。図1において、1はCATVの入力端子であり、50～750MHzの帯域のTV信号が印加される。2は50～750MHzのバンドパスフィルタであり、その出力は高帯域・高周波増幅回路3に導出される。4は第1ミキサ、5は第1局部発振器であり、上記高帯域・高周波増幅回路3からの信号は、上記第1ミキサ4及び第

1局部発振器5より成る第1周波数変換回路で混波され、950MHzに周波数変換される。

【0004】 6は950MHzの第1中間周波数に同調した第1IFバンドパスフィルタであり、7は第1中間周波増幅器、8はIF同調回路からなる第2IFバンドパスフィルタ、9は第2ミキサ、10は第2局部発振器であり、上記第2ミキサ9及び第2局部発振器10よりなる第2周波数変換回路で950MHzから第2中間周波数の信号に変換される。11は第2中間周波増幅器、12は第3IFバンドパスフィルタであり、13は第2中間周波信号の出力端子である。

【0005】 図4は、従来例の要部の具体的な構成を示す回路図であり、上記図1に示すU/Dチューナにおいて、IF同調回路を構成する第2IFバンドパスフィルタ8及び第2ミキサ9と第2局部発振器10より成る第2周波数変換回路で構成した図中点線の枠で示す中間周波回路14に対応する部分を詳細に示したものである。

【0006】 図4に示す従来の中間周波回路14-1において、図1に対応する部分には同一符号を付し、説明を省略する。図4において、L1は高周波チョークコイル、L2、L3は中心導体、Z0はトリマー、C1、C4は結合コンデンサ、C2、C3は同調コンデンサ、C5は第2局部発振器10と第2ミキサ9-1間に設けた結合コンデンサ、C6は接地コンデンサ、+Bは電源電圧である。

【0007】 トランジスタTr1より成る第1中間周波増幅器7-1で増幅された第1中間周波信号は、結合コンデンサC1を介して同調コンデンサC2と中心導体L2及び同調コンデンサC3と中心導体L3より成る共振回路に導かれる。そして、この共振回路でバンドパスフィルタを形成した同調回路を通過した後、結合コンデンサC4を介し、トランジスタTr2より成る第2ミキサ9-1に供給される。該第2ミキサ9-1で結合コンデンサC5を介して供給される第2局部発振器10からの第2局部発振信号と混合され、第2の中間周波信号に周波数変換される。

【0008】 バンドパスフィルタを形成する1次同調回路はコンデンサC2と中心導体L2で構成され、又、2次同調回路はコンデンサC2と中心導体L3で構成される。そして、上記の各同調回路はトリマーZ0で上記中心導体L2、L3との間隔を変えることにより分布定数回路の特性インピーダンスを変化させる。複同調特性の調整を行うことができるようになる。上記中心導体L2及びL3は、図5(a)、(b)に示すように、各々独立の導体に設けられ、プリント基板(PWB)上に垂直に形成し、且つ平行にZ0トリマーが配置される。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】 上記従来の回路構成によれば、中間周波回路14-1における第2IFバンド

パスフィルタ部の波形調整は、人的手段により、トリマ- Z_0 を可変して行っており、その調整には熟練を要し、時間がかかり、コストアップに要因になるという問題があった。また、バンドパスフィルタを構成する上記中間周波回路14-1の共振回路が、中心導体とトリマ- Z_0 より成る分布定数回路の立体構造になっているので、回路の取り扱いは面倒であるという問題があった。

【0010】

【課題を解決するための手段】上記の問題を解決するため、本発明の請求項1記載のU/Dチューナは、受信した高周波信号を第1中間周波信号に変換する第1局部発振器と第1ミキサーより成る第1周波数変換手段と、上記第1中間周波信号を増幅する第1中間周波増幅手段と、該第1中間周波増幅手段より導出する第1中間周波信号を第2中間周波信号に変換する第2局部発振器と第2ミキサーより成る第2周波数変換手段と、上記第2中間周波信号を増幅する第2中間周波増幅手段とを設けたダブルコンバージョン方式のU/Dチューナにおいて、上記第1中間周波増幅手段に平面分布定数型のマイクロストリップラインで構成したインダクタンスとコンデンサより成る同調回路を有するバンドパスフィルタ手段を設け、上記第2ミキサーの入カインピーダンスを可変調整する入力インピーダンス調整手段を設け、上記入力インピーダンスの可変で、上記バンドパスフィルタ手段のフィルタ特性を調整するようにしたことを特徴とする。

【0011】従って、受信した高周波信号は第1局部発振器と第1ミキサーより成る第1周波数変換手段で第1中間周波信号に変換された後、第1中間周波増幅手段で増幅されて、第2局部発振器と第2ミキサーより成る第2周波数変換手段に導かれ、ここで第2中間周波信号に変換される。

【0012】上記第1中間周波増幅手段には、平面分布定数型のマイクロストリップラインで構成したインダクタンスとコンデンサより成る共振回路を有するバンドパスフィルタ手段が設けられているので、バンドパスフィルタ手段により、上記共振回路に同調した周波数特性の第1中間周波信号が導出され、この第1中間周波信号は、上記第2ミキサーに供給される。

【0013】第2ミキサーには、入力インピーダンス調整手段が設けられているので、この入力インピーダンスが変化し、上記バンドパスフィルタ手段のフィルタ特性を可変調整することができ、上記第2ミキサーに供給する第1中間周波信号の周波数特性を調整することができる。

【0014】また、本発明の請求項2記載のU/Dチューナは、上記請求項1記載のU/Dチューナにおいて、第2ミキサーをシングルゲート型FETで構成したことを特徴とする。

【0015】従って、この発明では、第2ミキサーにシ

ングルゲート型FETを用いるので、この第2ミキサーの入カインピーダンスの变化量を大きくすることができ、上記バンドパスフィルタ手段のフィルタ特性の可変調整範囲を拡げることができる。

【0016】また、本発明の請求項3記載のU/Dチューナは、上記請求項2記載のU/Dチューナにおいて、上記インピーダンス調整手段は、上記シングルゲート型FETのゲートバイアスを調整するゲートバイアス調整手段であることを特徴とする。

【0017】従って、この発明では、シングルゲート型FETのゲートバイアスをゲートバイアス調整手段により可変調整するので、上記シングルゲート型FETの入カインピーダンスを簡単に調整でき、上記バンドパスフィルタ手段のフィルタ特性の調整を簡単な構成で容易に行うことができる。

【0018】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態を説明する。本発明のU/Dチューナの全体の構成は図1に示すように、バンドパスフィルタ2、高帯域・高周波増幅器3より成る高周波増幅回路と、第1局部発振器5、第1ミキサー4より成る第1周波数変換回路と、第1IFバンドパスフィルタ6と第1中間周波増幅器7と、第1IFバンドパスフィルタ8及び、第2ミキサー9、第2局部発振器10より成る第2周波数変換回路で構成した中間周波回路14と、第2中間周波増幅器11と第3IFバンドパスフィルタ12より成る。

【0019】図1に示すU/Dチューナにおいて、本発明が従来技術と相違する点は、図1中点線の枠で示す中間周波回路14の構成にあり、その詳細な回路を図2に示す。図2において、図3に示す従来例に対応する部分には同一符号を付し、説明を省略する。

【0020】図2に示す中間周波回路14は、バンドパスフィルタ部15と、第1の中間周波信号を第2の中間周波信号に変換する周波数変換部16より成る。

【0021】上記バンドパスフィルタ部15は、高周波チョークコイルL1、接地コンデンサC0、直流阻止用コンデンサC1、マイクロストリップラインL2、L3、上記マイクロストリップラインL2への結合用マイクロストリップラインL4、上記マイクロストリップラインL2、L3間を結合する結合用マイクロストリップラインL5、L6、上記マイクロストリップラインL2との間で共振回路を形成する共振用コンデンサC2、上記マイクロストリップラインL3との間で共振回路を形成する共振用コンデンサC3及び、上記共振回路の出力を次のトランジスタT2で構成する第2のミキサー9に結合する結合用コンデンサC4より成る。

【0022】上記各マイクロストリップラインL2、L3、L4、L5、L6は図3に示すように絶縁基板17上に導体18をパターン化して形成した平面型ストリップライン(マイクロストリップライン)であり、図5に

5

示す従来例のような立体型の分布定数線路(ストリップライン)とは相違した構成にしている。従って、中間周波回路14のバンドパスフィルタがマイクロストリップラインより成る平面型分布定数回路で構成されるので、製造上のバラツキが少なくなり、所望の特性を持つ共振回路を得ることができる。

【0023】一方、上記中間周波回路14において、第2の中間周波数の信号に変換する周波数変換部16は、上記第2ミキサ9を構成するトランジスタT₂と、上記第2ミキサ9に結合コンデンサC5を介して第2の局部発振回路信号を供給する第2局部発振器10と、上記第2ミキサ9にバイアス電圧を供給する高周波チョークコイルL7、接地コンデンサC_e、バイアス電圧調整用ボリュームVR及びバイアス供給用電源Eにより成るバイアス調整回路で構成する。

【0024】そして、上記第2ミキサ9を構成するトランジスタT₂は、従来デュアルゲート型MOSFETを採用していたのに対して、シングルゲート型の接合型あるいは、MOSFETにする。これは、シングルゲート型のFETの場合、バイアス電圧の変化により入力インピーダンスが変化し易く、また入力容量C_{iss}が約2P変化するのに対して相互コンダクタンスG_mの変化が比較的緩やかであり、電力利得では3dB程度の変化になる。また、ミラー効果により更に変化量を大きくすることができるためである。

【0025】本発明の実施形態は、以上のような構成であるので、トランジスタT₁より成る第1中間周波増幅器7で増幅された第1中間周波数信号は、中間周波回路14に供給され、直流阻止用コンデンサC1を介して結合用マイクロストリップラインL4に入力し、マイクロストリップラインL2とコンデンサC2より成る1次側同調回路より導かれる。そして、この1次側同調回路より導出される同調出力は、結合用マイクロストリップラインL5、L6を介して、2次側のマイクロストリップラインL3に誘導され、該マイクロストリップラインL3と共振用コンデンサC3より成る2次側同調回路で共振する同調信号が出力される。

【0026】上記共振用コンデンサC2、C3とマイクロストリップラインL2、L3より成る1次及び2次側同調回路は、バンドパスフィルタを形成する。このバンドパスフィルタの出力は、結合用コンデンサC4を介して、次段のシングルゲート型FETより成る第2ミキサ9に入力される。

【0027】第2ミキサ9の入力には、同時に第2局部発振器10からの第2局部発振周波数信号が結合用コンデンサC5を介して供給されている。従って、上記第2ミキサ9で上記同調回路からの受信信号は第2の中間周波数の信号に周波数変換され、第2中間周波増幅器11に供給される。

【0028】上記第2ミキサ9を構成するシングルゲ

6

ート型FETのゲート端子には、バイアス電源Eよりバイアス電圧調整用ボリュームVRで可変分圧したバイアス電圧が供給されている。従って、上記バイアス電圧調整用ボリュームVRを調整すると、上記シングルゲート型FETのゲート端子のバイアス電圧が変化し、このFETの入力インピーダンスが変化する。このように、上記シングルゲート型FETの入力インピーダンスが変化すると、この変化する特性に依り、上記シングルゲート型FETに接続される上記の共振用コンデンサC2、C3及びマイクロストリップラインL2、L3より成る各同調回路の同調特性は連動して変化する。

【0029】従って、上記バイアス電圧調整用ボリュームVRにより上記シングルゲート型FETのゲートに印加するバイアス電圧を調整することにより、上記各同調回路の共振特性の調整を行うことができる。上記のバイアス電圧調整用ボリュームVRは半固定式であるので、上記バンドパスフィルタ部15におけるバンドパス特性の自動調整も可能になる。

【0030】以上のようにシングルゲート型FETのゲートバイアス電圧を調整して上記FETの入力インピーダンスを変化させ、上記バンドパスフィルタ部15の共振特性を調整するものではない、従来技術で説明したリターン₂によりバンドパスフィルタを構成する中心導体との結合度を調整するものに比べて調整範囲が狭くなる。しかし、絶縁基板上に設けた平面分布定数型のマイクロストリップラインで共振回路を構成するので、このマイクロストリップラインを高精度に形成することができ、特性のバラツキを少なくして調整に支障をきたさないようにすることができる。

【0031】

【発明の効果】本発明は、以上の構成であるので、第2ミキサの入力インピーダンスを可変調整するだけで、第1中間周波信号の周波数特性を簡単に調整することができ、調整に要する時間を短縮させることができる。また、上記の周波数特性の調整を第2ミキサの入力バイアス電圧を可変するだけで行えるので、バラツキが少なく、しかも経時変化の少ない調整を行うことができる。

【0032】また、第2ミキサの入力バイアス電圧を調整するだけで、第1中間周波信号の周波数特性を調整することができるので、調整の自動化を容易に行うことができる。更にまた、第1中間周波信号の周波数特性を定めるバンドパスフィルタの共振手段は平面分布定数型のマイクロストリップラインとコンデンサで構成されているので、構造上の可動部分がなく、製造上のバラツキの少ない装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 U/Dチューナの全体構成を示すブロック図である。

【図2】 本発明の要部の構成を示す回路図である。

【図3】 本発明の要部の構成を示す断面図である。

50

【図4】 従来例の構成を示す回路図である。

【図5】 従来例の要部の断面図である。

【符号の説明】

2 バンドパスフィルタ

3 高帯域・高周波増幅器

4 第1ミキサ

5 第1局部発振器

6 第1IFバンドパスフィルタ

7 第1中間周波増幅器

8 第2IFバンドパスフィルタ

9 第2ミキサ

10 第2局部発振器

11 第2中間周波増幅器

14 中間周波回路

L2、L3、L4、L5、L6 中心導体

C2、C3 共振コンデンサ

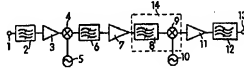
E バイアス電圧

VR バイアス電圧調整用ボリューム

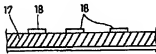
17 絶縁基板

10 18 マイクロストリップライン

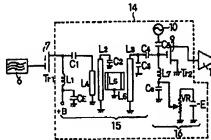
【図1】



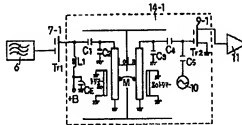
【図3】



【図2】



【図4】



【図5】

